

(19)

JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 07050697 A

(43) Date of publication of application: 21.02.95

(51) Int. Cl.

H04L 27/22

(21) Application number: 06098192

(22) Date of filing: 12.04.94

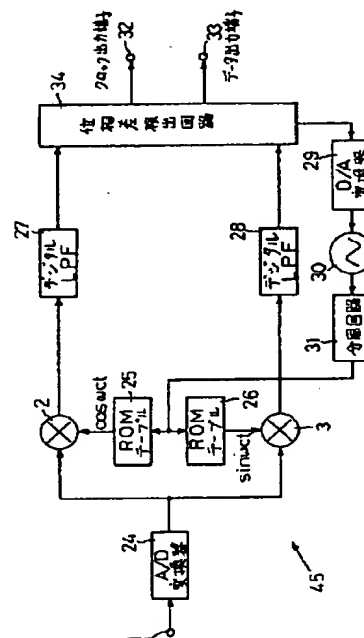
(30) Priority: 12.04.93 JP 05110090  
12.04.93 JP 05110096(71) Applicant: FUJITSU GENERAL LTD  
FUJITSU LTD(72) Inventor: OKADA KAZUO  
KAMO YOSHIHIKO(54) FOUR PHASES DEMODULATION CIRCUIT AND  
PHASE COMPARATOR OF FOUR PHASES  
DEMODULATION CIRCUIT

## (57) Abstract:

**PURPOSE:** To obtain stable detection output even if the amplitude of QPSK signals is not constant by digital-processing the A/D-converted QPSK signals by means of ROM tables corresponding to reproduced carriers, multipliers, digital LPF and a phase difference detection circuit so as to demodulate them.

**CONSTITUTION:** The digital QPSK signals passing an A/D converter 24 are multiplied in the multipliers 2 and 3 by  $\cos \omega_{ct}$  and  $\sin \omega_{ct}$  signals which are the outputs of VCO 30 passing a frequency-dividing circuit 31, are read from the ROM tables 25 and 26 and whose phases are precisely different by  $90^\circ$ . They are inputted to the phase difference detection circuit 34 through digital LPF 27 and 28 and a demodulation clock and demodulation data are outputted. Thus, stable detection output can be obtained even if variance does not exist in a circuit parameter and the amplitude of the QPSK signal is not constant by a digital processing using the ROM tables.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO



(19) 日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 7-50697

(43) 公開日 平成7年(1995)2月21日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 L 27/22

9297-5 K

H 0 4 L 27/22

F

審査請求 未請求 請求項の数 3

F D

(全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平 6-98192

(22) 出願日 平成6年(1994)4月12日

(31) 優先権主張番号 特願平 5-110090

(32) 優先日 平 5 (1993) 4月12日

(33) 優先権主張国 日本 (JP)

(31) 優先権主張番号 特願平 5-110096

(32) 優先日 平 5 (1993) 4月12日

(33) 優先権主張国 日本 (JP)

(71) 出願人 000006611

株式会社富士通ゼネラル

神奈川県川崎市高津区末長1116番地

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72) 発明者 岡田 一夫

神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式  
会社富士通ゼネラル内

(72) 発明者 加茂 良彦

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
富士通株式会社内

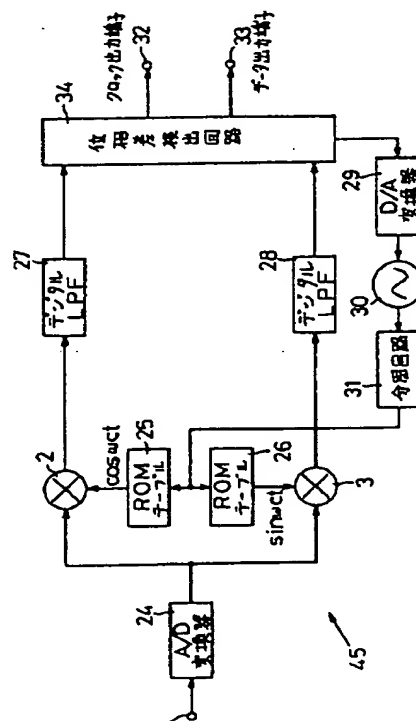
(74) 代理人 弁理士 古澤 俊明 (外1名)

(54) 【発明の名称】 4 相位相復調回路および 4 相位相復調回路の位相比較器

## (57) 【要約】

【目的】 4 相位相復調回路において、入力される Q P S K 信号の入力振幅が変化しても検出出力が変化せず、動作が安定で位相量に誤差のないものを得ることである。

【構成】 Q P S K 信号入力端子を A/D 変換器に結合し、この A/D 変換器の出力を 2 つに分岐してそれぞれ乗算器と L P F を介して、クロックと復調データを生成する位相差検出回路に結合し、再生搬送波を発振する発振器をこの再生搬送波を  $\cos(\omega c t)$  に変換する ROM テーブルを介して前記乗算器の一方に結合するとともに、 $-\sin(\omega c t)$  に変換する ROM テーブルを介して前記乗算器の他方に結合する。乗算器に入力される再生搬送波は、ROM テーブルにより正確に  $90^\circ$  の差となる。また、入力された位相差による余弦波および正弦波を加減算した出力と、振幅逆数生成回路により生成した余弦波または正弦波の振幅の逆数とを、乗算回路により乗算して入力信号の振幅による変化を消去する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】QPSK信号入力端子をA/D変換器に結合し、このA/D変換器の出力を2つに分岐してそれぞれ乗算器とLPFを介して、クロックとデータを復調する位相差検出回路に結合し、

再生搬送波を発振する発振器をこの再生搬送波を $\cos(\omega_c t)$ に変換するROMテーブルを介して前記乗算器の一方に結合するとともに、 $-\sin(\omega_c t)$ に変換するROMテーブルを介して前記乗算器の他方に結合してなることを特徴とする4相位相復調回路。

【請求項2】入力されたQPSK信号と再生搬送波との位相差 $\phi$ による余弦波 $A\cos\phi$ および正弦波 $A\sin\phi$ を入力して、これら余弦波と正弦波の加減算を行ない、前記位相差 $\phi$ が $\pm(1/4)\pi$ と $\pm(3/4)\pi$ において出力が0になる鋸波状の位相差信号出力を得るものにおいて、

前記余弦波または正弦波に基づいて、この余弦波または正弦波の振幅Aの逆数を生成する振幅逆数生成回路と、この振幅逆数生成回路と前記位相差信号出力を乗算する乗算器を具備してなることを特徴とする4相位相復調回路の位相比較器。

【請求項3】振幅逆数生成回路は、余弦波または正弦波を自乗する自乗回路と、この自乗回路の出力の高域成分を除去し、変数として前記余弦波または正弦波の振幅Aだけを含む成分の信号を取り出す低域通過フィルタと等価な平均化回路と、この変数として振幅Aだけを含む信号から $1/A$ を生成する $1/A$ 生成回路とからなることを特徴とする請求項2記載の4相位相復調回路の位相比較器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、衛星放送受信機において、音声信号を復調するための4相位相復調回路（以下、QPSK回路という）および、このQPSK回路に用いられる位相比較器に関するものであり、入力されたQPSK信号と再生搬送波との位相差 $\phi$ が $\pm(1/4)\pi$ と $\pm(3/4)\pi$ において出力が0になる鋸波状の位相差信号出力を得るものである。

## 【0002】

【従来の技術】一般に、衛星放送受信機は、図5に示すように、放送衛星（52）からの放送電波をアンテナ（35）で受信し、受信した放送電波をBSコンバータ（36）で1GHz帯の中間周波数帯に変換してBSチューナ（37）に送られる。BSチューナ（37）では選局回路（38）により希望するチャンネルを選択して、FM復調回路（39）でFM復調をした後、映像-音声分離回路（40）で映像信号と音声信号に分離して処理される。

【0003】これらの信号うち、映像信号は、デエンファシス回路（41）、エネルギー拡散信号除去回路（4

2）によって元の映像信号を再生し、テレビ受像機（43）の映像信号入力端子（44）に入力される。また、音声信号は4相位相復調回路（45）、PCM復調回路（46）によって復調され、デエンファシス回路（47）によって元の音声信号に再生される。そして前記テレビ受像機（43）の音声信号入力端子（48）に入力されて衛星放送の受信を可能とする。

【0004】以上のような衛星放送受信機に利用されるQPSK回路（45）として、図6に示すものがあった。このQPSK回路（45）は、入力端子（1）から入力されたQPSK信号がA/D変換器（24）により量子化され、位相差検出回路（49）によりVCO（30）からA/D変換器（51）を介して入力されている発振信号と位相比較されて信号処理回路（50）へ送られる。

【0005】信号処理回路（50）からは、一方でクロックおよび復調されたデータがクロック出力端子（32）およびデータ出力端子（33）から出力されるとともに、他方でD/A変換器（29）を介してVCO制御信号が前記VCO（30）へ送られる。VCO（30）は、信号処理回路（50）からのVCO制御信号によりQPSK信号の送信側の搬送波と位相差が0となるように発振する。入力端子（1）から入力されるQPSK信号は、 $\cos(\omega_c t + \phi)$ で表わされ、 $\omega_c$ は搬送波の角周波数、 $\phi$ はビットデータの情報を表わす情報成分である。

【0006】また、QPSK回路（45）として、図7に示すものがあった。このQPSK回路（45）は、入力端子（1）から入力されたQPSK信号に、乗算器（2）（3）によって90度の位相差を持つ2つの再生搬送波をかけあわせ、それぞれの信号をLPF（6）（7）を介してQPSK信号と再生搬送波の位相差 $\phi$ の余弦波 $A\cos\phi$ と正弦波 $A\sin\phi$ として出力し、これら $A\cos\phi$ と $A\sin\phi$ を位相比較器（8）に入力してQPSK信号と再生搬送波の位相差信号を得る。Aは余弦波および正弦波の振幅である。

【0007】このQPSK回路（45）の位相比較器（8）は、QPSK信号と再生搬送波との位相差 $\phi$ が第1、第2、第3、第4象限のいずれにあるかによって図3に示すように切り換えられる2個の切換スイッチ（15）（16）が設けられており、余弦波の入力端子（9）は、非反転器（13）を介して一方の切換スイッチ（15）の一方の切換端子（15<sub>1</sub>）に接続されるとともに、反転器（11）を介して前記一方の切換スイッチ（15）の他方の切換端子（15<sub>2</sub>）に接続されている。

【0008】また、正弦波の入力端子（10）は、非反転器（14）を介して他方の切換スイッチ（16）の一方の切換端子（16<sub>1</sub>）に接続されるとともに、反転器（12）を介して前記他方の切換スイッチ（16）の他

10

20

30

40

50

方の切換端子(16<sub>a</sub>)に接続されている。これら2個の切換スイッチ(15)(16)の出力は加算器(17)に接続されている。

【0009】この位相比較器(8)は、位相差 $\phi$ が第1、第2、第3または第4象限のいずれにあるかによって、切換スイッチ(15)(16)がそれぞれ切り換えられる。具体的には、加算器(17)の出力を、位相差 $\phi$ が第1象限のときは $A \sin \phi - A \cos \phi$ 、第2象限のときは $-A \sin \phi - A \cos \phi$ 、第3象限のときは $-A \sin \phi + A \cos \phi$ 、第4象限のときは $A \sin \phi + A \cos \phi$ とするように切換スイッチ(15)(16)が切り換えられる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】従来のQPSK回路(45)のうち前者のものは、入力端子(1)に入力されるQPSK信号の入力振幅が一定でない位相比較回路(49)からの検出出力が一定とならないという問題点があった。また、QPSK信号の搬送波 $\omega c t$ と情報成分 $\phi$ の変化の周波数が近いと位相の判定が困難になるという問題点があった。

【0011】また、後者のQPSK回路(45)の位相比較器(8)の出力の振幅は、入力した余弦波 $A \cos \phi$ と正弦波 $A \sin \phi$ の振幅 $A$ となり、振幅 $A$ が小さくなると位相差信号出力の振幅も小さくなる。このため、この位相比較器(8)でQPSKの検波器のPLLを構成すると、入力振幅 $A$ により引き込み特性が影響を受けて不安定になるという問題点があった。

【0012】本発明は、入力されるQPSK信号の振幅が一定でなくても、安定した検出出力を得られるQPSK回路を提供するものである。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明は上述のような課題を解決するためになされたもので、第1の解決手段として、QPSK信号入力端子をA/D変換器に結合し、このA/D変換器の出力を2つに分岐してそれぞれ乗算器とLPFを介して、クロックとデータを復調する位相差検出回路に結合し、再生搬送波を発振する発振器をこの再生搬送波を $\cos(\omega c t)$ に変換するROMテーブルを介して前記乗算器の一方に結合するとともに、 $-\sin(\omega c t)$ に変換するROMテーブルを介して前記乗算器の他方に結合してなるものである。

【0014】また、第2の解決手段として、入力されたQPSK信号と再生搬送波との位相差 $\phi$ による余弦波 $A \cos \phi$ および正弦波 $A \sin \phi$ を入力して、これら余弦波と正弦波の加減算を行なう加算器と、前記余弦波または正弦波に基づいて、この余弦波または正弦波の振幅 $A$ の逆数を生成する振幅逆数生成回路と、この振幅逆数生成回路と前記位相差信号出力を乗算する乗算器を具備してなるものである。

【0015】振幅逆数生成回路は、余弦波または正弦波

を自乗する自乗回路と、この自乗回路の出力の高域成分を除去し、変数として前記余弦波または正弦波の振幅 $A$ だけを含む成分の信号を取り出す低域通過フィルタと等価な平均化回路と、この変数として振幅 $A$ だけを含む信号から $1/A$ を生成する $1/A$ 生成回路とからなる。

【0016】

【作用】第1の解決手段は、QPSK信号入力端子に入力したQPSK信号をA/D変換器で量子化し、この量子化されたQPSK信号は乗算器よりの再生搬送波と乗算されてLPFに入力される。LPFは乗算された信号から搬送波成分を除去して位相差検出回路に送られる。位相差検出回路では、次段に接続されるPCM復調器へ出力するクロックとデータが復調される。発振器から出力された再生搬送波はROMテーブルに送られ、一方のROMテーブルからは再生搬送波 $\cos(\omega c t)$ に変換されて前記乗算器の一方に送られ、他方のROMテーブルからは再生搬送波 $-\sin(\omega c t)$ に変換されて前記乗算器の他方に送られる。

【0017】第2の解決手段は、入力された余弦波 $A \cos \phi$ と正弦波 $A \sin \phi$ は、一方で加算器によって加減算され、 $A(\pm \cos \phi \pm \sin \phi)$ となって出力される。他方で余弦波または正弦波のいずれかが自乗回路で自乗され、例えば余弦波の場合、

$$A^2 \cos^2 \phi = A^2/2 - A^2 \cos \phi / 2$$

となり、右辺2項の高域成分 $A^2 \cos \phi / 2$ が平均化回路で除去され、変数として振幅 $A$ だけを含む右辺1項の信号 $A^2/2$ だけが取り出される。さらに、この信号 $A^2/2$ を $1/A$ 回路で処理して $1/A$ を生成し、前記加算器からの出力 $A(\pm \cos \phi \pm \sin \phi)$ とこの $1/A$ とが乗算器で乗算され、振幅 $A$ が消去されて出力する。

【0018】

【実施例】つぎに、本発明の第1実施例を図1に基いて説明する。図1において(1)はQPSK信号入力端子であり、A/D変換器(24)を介して2つに分岐してデジタル乗算器(2)(3)の入力に接続され、このデジタル乗算器(2)(3)の出力は、デジタルLPF(27)(28)を介して位相差検出回路(34)に接続されている。

【0019】この位相差検出回路(34)は、一方で、次段のPCM復調回路(46)への出力としてクロック出力端子(32)とデータ出力端子(33)に接続され、他方で、VCO制御出力がD/A変換器(29)を介して矩形波VCO(30)に接続されている。矩形波VCO(30)の出力は、分周回路(31)を介して $\cos(\omega c t)$ に変換するROMテーブル(25)と $-\sin(\omega c t)$ に変換するROMテーブル(26)に接続され、これらのROMテーブル(25)(26)はそれぞれ前記乗算器(2)(3)に接続されている。

【0020】以上の第1実施例の構成において、QPS

5

K入力端子(1)から入力されるQPSK信号は、 $\cos(\omega_c t + \phi)$ で表わさる。 $\omega_c$ は搬送波の角周波数、 $\phi$ はビットデータの情報を表わす情報成分であり、 $(n/4)\pi$ 、 $(n=1, 3, 5, 7)$ のいずれかの値をとる。

【0021】入力端子(1)に入力されたQPSK信号\*

$$\begin{aligned} \cos(\omega_c t + \phi) \times \cos(\omega_c t) \\ = 1/2 \{ \cos(2\omega_c t + \phi) + \cos \phi \} \quad \cdots (1) \\ \cos(\omega_c t + \phi) \times \{-\sin(\omega_c t)\} \\ = 1/2 \{ \sin(2\omega_c t + \phi) + \sin \phi \} \quad \cdots (2) \end{aligned}$$

となる。

【0022】これらの再生搬送波が乗算された信号は、デジタルLPF(27)(28)によって、上式(1)(2)の第1項の搬送波成分が除去されて、それぞれ  
 $1/2(\cos \phi) \quad \cdots (3)$   
 $1/2(\sin \phi) \quad \cdots (4)$   
 となり、位相差検出回路(34)に入力される。

【0023】位相差検出回路(34)は、  
 $\phi = \arctan(\sin \phi / \cos \phi) \quad \cdots (5)$   
 により、振幅とは無関係に一定した情報成分 $\phi$ をデータ出力端子(33)から次段のPCM復調回路(46)に出力する。また、 $\phi$ は前述のとおり $(n/4)\pi$ 、 $(n=1, 3, 5, 7)$ のいずれかの値をとるので、 $1/2(\cos \phi)$ および $1/2(\sin \phi)$ の符号(+/-)によって $\phi$ 判定できる。また、位相判定の速さは、デジタルLPF(27)(28)の通過域の広さに対応して大きくできる。例えば、デジタルLPF(27)(28)の次数が4ぐらいの広い通過域のものは4個のデータから位相判定できる。

【0024】さらに位相差検出回路(34)は、QPSK信号の送信側の搬送波の位相と、矩形波VCO(30)より発生する再生搬送波の位相差とを比較しその差を0とするVCO制御信号を、D/A変換器(29)でアナログに変換して矩形波VCO(30)に加える。矩形波VCO(30)は、再生搬送波 $\omega_c t$ のN倍の周波数で発振し、これが分周回路(31)によって $1/N$ に分周されてROMテーブル(25)(26)に入力される。矩形波VCO(30)の出力はアナログであるが、矩形波であるので実質的なデジタル信号である。

【0025】ROMテーブル(25)は、矩形波VCO(30)からの信号に応じて選択された $\cos(\omega_c t)$ の再生搬送波が出力して乗算器(2)に入力される。また、ROMテーブル(26)は、前記 $\cos(\omega_c t)$ と直交(-90度)する $-\sin(\omega_c t)$ の再生搬送波が出力して乗算器(3)に入力される。このデジタル乗算器(2)(3)のデータが再びデジタルLPF(27)(28)を介して位相差検出回路(34)で比較され、D/A変換されたVCO制御信号が矩形波VCO(30)に加えられる。この動作を位相差が0になるまで繰返えしてクロックと復調出力がそれぞれの出力端子(32)(3

6

\* $\cos(\omega_c t + \phi)$ は、A/D変換器(24)によって量子化され、量子化されたQPSK信号はデジタル乗算器(2)(3)によって、ROMテーブル(25)(26)からの再生搬送波 $\cos(\omega_c t)$ 、 $-\sin(\omega_c t)$ と乗算されて、それぞれ

3)からPCM復調回路(46)へ送られる。

【0026】以上の実施例では、再生搬送波を生成する矩形波VCO(30)をアナログ形としたため位相差検出回路(34)の出力をD/A変換器(29)でアナログに変換して入力するようにしたが、矩形波VCO(30)をデジタル形とした場合には、D/A変換器(29)を省略することができる。

【0027】つぎに、本発明の第2実施例を図2ないし図4に基づいて説明する。図2において、(1)はQPSK信号の入力端子であり、A/D変換器(24)を介して乗算器(2)と乗算器(3)のそれぞれ一方の入力端子に接続されている。一方の乗算器(2)の他方の入力端子にはVCOなどによる再生搬送波発生器(4)からの再生搬送波が入力されており、他方の乗算器(3)の他方の入力端子には位相を90度遅らせる遅延回路(5)を介して前記再生搬送波発生器(4)から再生搬送波が入力されている。前記乗算器(2)(3)の出力は、それぞれローパスフィルタ(6)(7)を介して位相比較器(8)の入力端子(9)(10)に接続されている。

【0028】位相比較器(8)には、QPSK信号と再生搬送波との位相差が第1、第2、第3、第4象限のいずれにあるかによって切り換えられる2個の切換スイッチ(15)(16)が設けられており、余弦波の入力端子(9)は、非反転器(13)を介して一方の切換スイッチ(15)の一方の切換端子(15<sub>1</sub>)に接続されるとともに、反転器(11)を介して前記一方の切換スイッチ(15)の他方の切換端子(15<sub>2</sub>)に接続されている。

【0029】また、正弦波の入力端子(10)は、非反転器(14)を介して他方の切換スイッチ(16)の一方の切換端子(16<sub>1</sub>)に接続されるとともに、反転器(12)を介して前記他方の切換スイッチ(16)の他方の切換端子(16<sub>2</sub>)に接続されている。これら2個の切換スイッチ(15)(16)の出力は加算器(17)に接続され、この加算器(17)の出力は乗算機(18)の一方の入力端子に接続されている。前記切り換えスイッチ(15)(16)はデジタル回路のゲート回路で構成される。

【0030】正弦波の入力端子(10)は、さらに、自

乗回路(20)、低域通過フィルタと等価な平均化回路(21)、ROMテーブルからなる $1/A$ 生成回路(22)からなる、振幅逆数生成回路(23)を介して、前記乗算器(18)の他方の入力に接続され、この乗算器(18)は出力端子(19)に接続されている。

【0031】以上の第2実施例の構成において、入力端子(1)から入力されたQPSK信号は、A/D変換器(24)により量子化されてデジタルのデータ信号に変換され、乗算器(2)(3)によって再生搬送波発生器(4)からの90度の位相差を持つ2つの再生搬送波がかけあわせられる。それぞれのデータ信号はLPF(6)(7)を介してQPSK信号と再生搬送波の位相差 $\phi$ の余弦波 $A\cos\phi$ と正弦波 $A\sin\phi$ のデータ信号として位相比較器(8)の入力端子(9)(10)にそれぞれ入力する。

【0032】入力端子(9)から入力した余弦波 $A\cos\phi$ は、切換スイッチ(15)により非反転器(13)または反転器(11)のいずれか一方を介して加算器(17)の一方の入力端子に入力され、入力端子(1

$$A^2\sin^2\phi = A^2((1 - \cos 2\phi)/2) = A^2/2 - A^2\cos\phi/2 \quad \dots (1)$$

となり、このデータ信号が平均化回路(21)に入力される。ここで、 $\phi$ の変化はQPSKのビット伝送速度であるから、低域通過フィルタと等価な平均化回路(21)により右辺第2項の $A^2\cos\phi/2$ がカットされ、変数は振幅Aだけを含む右辺第1項の $A^2/2$ だけがデータ信号としてROMテーブルからなる $1/A$ 生成回路(22)に入力される。

【0035】 $1/A$ 生成回路(22)は、入力されたデータ信号に対応する $1/A$ のデータをROMテーブルから選択してデータ信号として出力し、乗算器(18)によってこの $1/A$ のデータ信号と前記加算器(17)からの出力( $\pm A\cos\phi \pm A\sin\phi$ )がかけあわせられて位相差信号として出力される。すなわち、出力端子(19)から出力される位相差信号の振幅は、加算器(17)の出力信号の係数A(振幅)が消去されて、入力端子(9)(10)から入力される余弦波 $A\cos\phi$ と正弦波 $A\sin\phi$ の振幅Aに左右されず、常に一定の振幅となって出力される。

【0036】以上の第2実施例では、 $1/A$ 回路(22)にROMテーブルを用いた例を説明したが、本発明はこれに限られるものではなく、汎用の除算器や専用の論理回路を用いても良い。以上の第2実施例では、 $A\sin\phi$ や $A\cos\phi$ の符号の反転および非反転のために、反転器(11)および(12)に対応して非反転器(13)および(14)を設けたが、反転器(11)および(12)の利得を1にすれば、非反転器(13)および(14)を設ける必要はない。

【0037】以上の第2実施例では、 $A\sin\phi$ の入力端子(10)側からデータ信号を自乗回路(20)に入力するようにしたが、 $A\cos\phi$ の入力端子(9)側か

\*0)から入力した正弦波 $A\sin\phi$ は、切換スイッチ(16)により非反転器(14)または反転器(12)のいずれか一方を介して加算器(17)の他方の入力端子に入力される。

【0033】切換スイッチ(15)は、QPSK信号と再生搬送波の位相差 $\phi$ が図4に示すように第1象限および第2象限にあるとき、すなわち $A\sin\phi$ が正のときに反転器(11)側に切り換えられ、第3象限および第4象限にあるとき、すなわち $A\sin\phi$ が負のときに非反転器(13)側に切り換えられる。切換スイッチ(16)は、前記位相差 $\phi$ が第2象限および第3象限にあるとき、すなわち $A\cos\phi$ が負のときに反転器(12)側に切り換えられ、第1象限および第4象限にあるとき、すなわち $A\cos\phi$ が正のときに非反転器(14)側に切り換えられる。

【0034】入力端子(10)から入力された正弦波 $A\cos\phi$ は、さらに、自乗回路(20)に入力される。この自乗回路(20)の出力は、

ら入力するようにしても良い。この場合、式(1)は $A^2\cos^2\phi = A^2((1 - \sin 2\phi)/2) = A^2/2 + A^2\sin\phi/2$

となるが、平均化回路(21)の出力で右辺第2項の $A^2\sin\phi/2$ がカットされて右辺第1項の $A^2/2$ だけが残るので結果は同一である。

【0038】

【発明の効果】本発明は以上のように、QPSK回路の1部を除いてまたはすべてをデジタル回路化したので、回路パラメータにばらつきがなく動作が安定し、入力されるQPSK信号の振幅と無関係に安定した位相差検出出力が得られ、また、QPSK信号の搬送波 $\omega ct$ と情報成分 $\phi$ の変化の周波数が近くても位相の判定が容易にできる。さらに、矩形波VCOで生成した再生搬送波をROMテーブルによって $\cos(\omega ct)$ と $-\sin(\omega ct)$ に変換してデジタル乗算器に入力するようにしたので、直交する再生搬送波をデジタル的に正確に生成せしめることができ位相量の誤差がない。

【0039】さらに、振幅逆数生成回路を位相比較器に利用すれば、入力した余弦波および正弦波の振幅Aに左右されない常に一定な振幅の安定した位相差信号出力が得られるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例の4相位相復調回路のブロック図である。

【図2】本発明の第2実施例の4相位相復調回路のブロック図である。

【図3】位相比較器の出力を示す特性図である。

【図4】第2図のスイッチの切り換え状態を示す説明図である。

【図5】一般的な衛星放送受信機のブロック図である。

【図6】従来例を示すブロック図である。

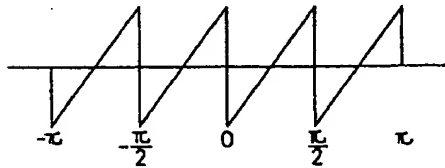
【図7】従来例を示すブロック図である。

【符号の説明】

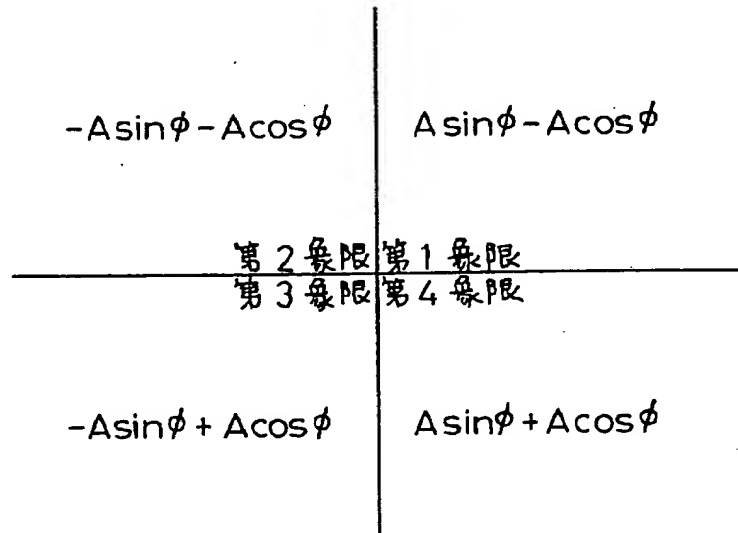
(1) …QPSK信号入力端子、(2) (3) …乗算器、(4) …再生搬送波発生器、(5) …遅延回路、(6) (7) …LPF、(8) …位相比較器、(9) …余弦波の入力端子、(10) …正弦波の入力端子、(11) (12) …反転器、(13) (14) …非反転器、(15) (16) …切換スイッチ、(17) …加算器、(18) …乗算機、(19) …出力端子、(20) …自乗回路、(21) …平均化回路、(22) … $1/A$ 生成回路、(23) …振幅逆数生成回路、(24) … $A/D$

変換器、(25) (26) …ROMテーブル、(27) (28) …デジタルLPF、(29) … $D/A$ 変換器、(30) …VCO、(31) …分周回路、(32) …クロック出力端子、(33) …データ出力端子、(34) …位相差検出回路、(35) …アンテナ、(36) …BSコンバータ、(37) …BSチューナ、(38) …選局回路、(39) …FM復調回路、(40) …映像-音声分離回路、(41) …デエンファシス回路、(42) …エネルギー拡散信号除去回路、(43) …テレビ受像機、(44) …映像信号入力端子、(45) …4相位相復調回路、(46) …PCM復調回路、(47) …デエンファシス回路、(48) …音声信号入力端子、(52) …放送衛星。

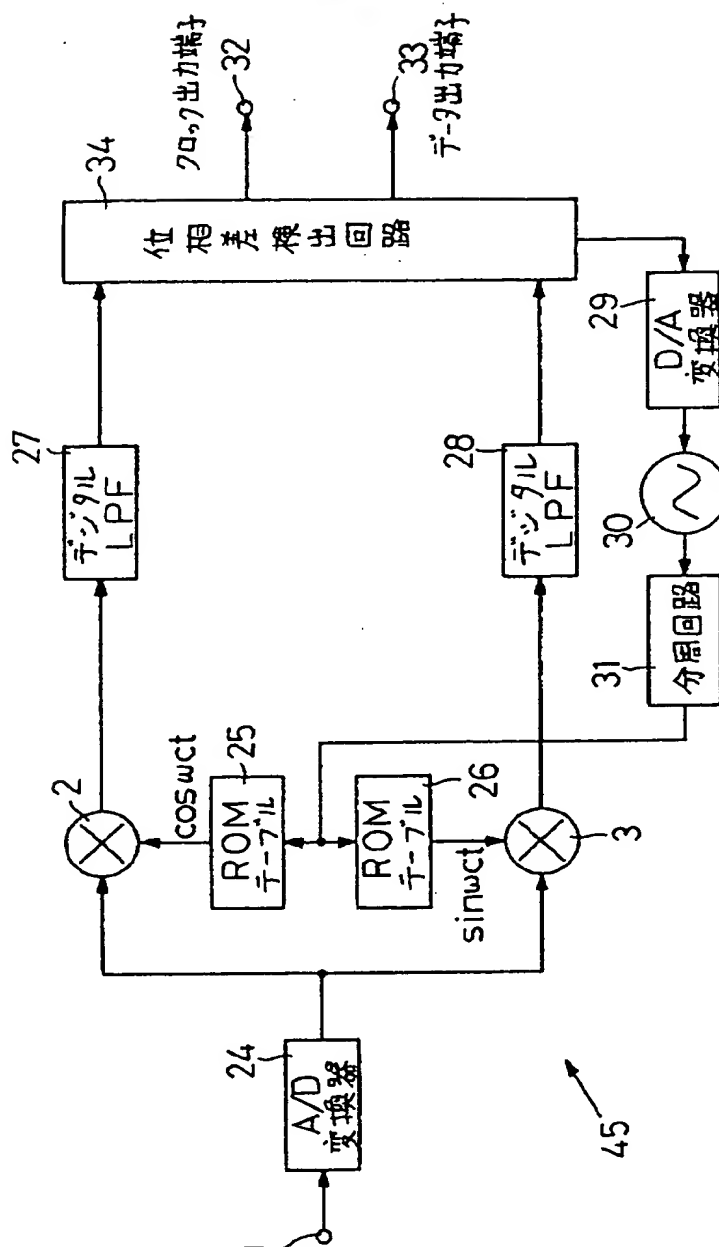
【図3】



【図4】

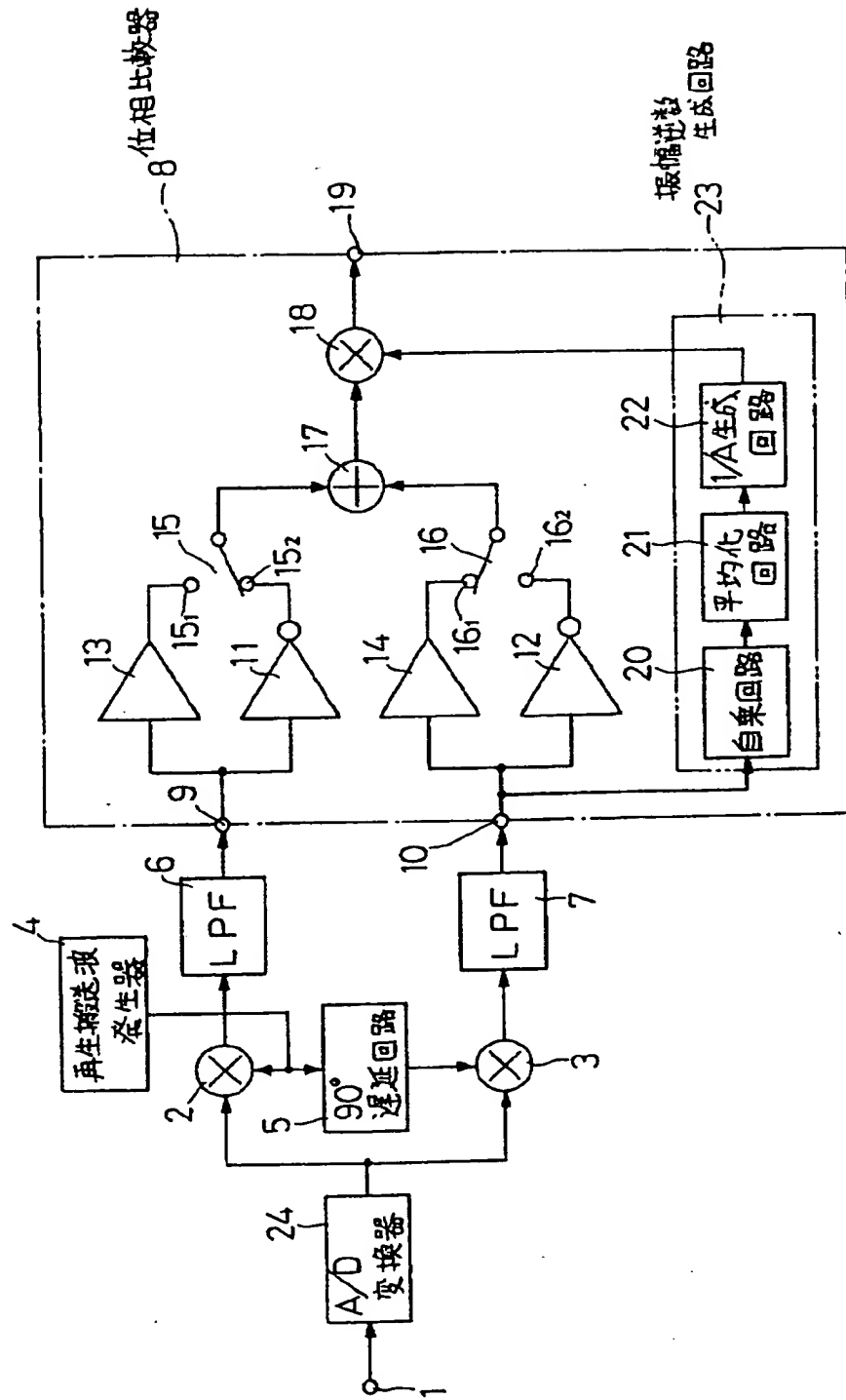


【図1】

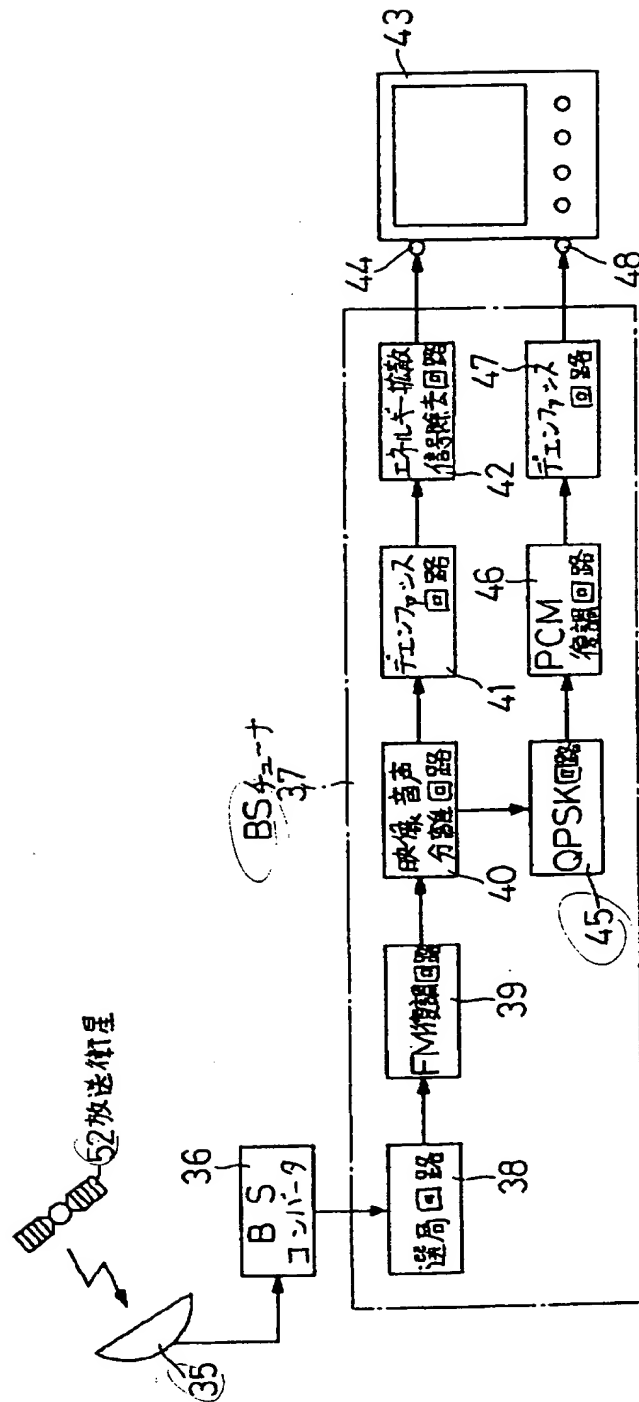




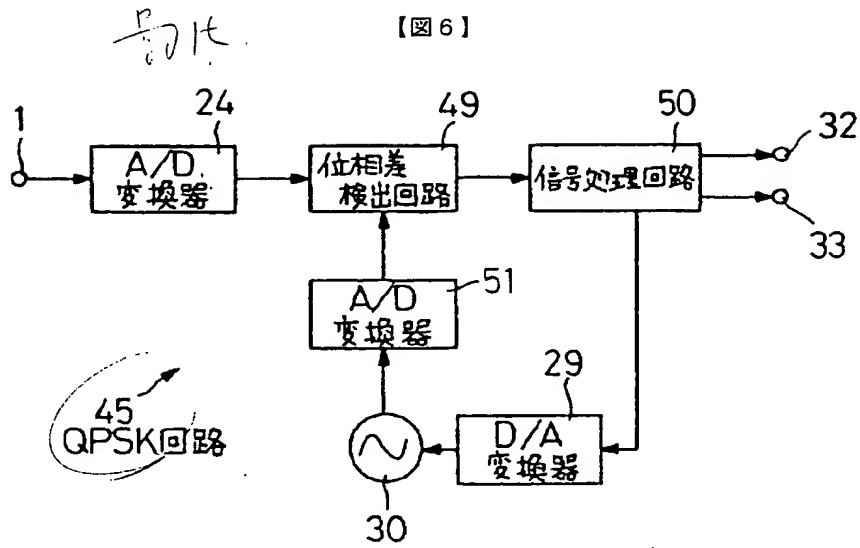
【図2】



【図5】



【図6】



【図7】

